

5/4 #269

PCT/EP00/06078 #2

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)



EPO - Munich  
51

11. Aug. 2000

EP 00/6078  
EU

REC'D 31 AUG 2000	
WIPO	PCT

## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 199 46 669.6

**Anmeldetag:** 29. September 1999

**Anmelder/Inhaber:** Rohde & Schwarz GmbH & Co KG,  
München/DE

**Bezeichnung:** Verfahren zum Einstellen eines Phasenwinkels  
eines Phasenschiebers einer Sendeeinrichtung

**IPC:** H 03 F 1/32

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 27. Juli 2000  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
im Auftrag

Agurks

## Verfahren zum Einstellen eines Phasenwinkels eines Phasenschiebers einer Sendeeinrichtung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Einstellen eines  
5 Phasenwinkels eines Phasenschiebers einer Sendeeinrichtung.  
Die Sendeeinrichtung umfaßt einen Quadraturmodulator und  
einen Leistungsverstärker, der durch eine sogenannte  
kartesische Rückkopplungsschleife (cartesian feedback) mit  
einem Quadraturdemodulator linearisiert ist.

10

Ein Verfahren nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 geht  
beispielsweise aus der EP 0 706 259 A1 hervor. Bei der aus  
dieser Druckschrift hervorgehenden Sendeeinrichtung wird ein  
Basisband-Eingangssignal über zwei Differenzverstärker einem  
15 Quadraturmodulator zugeführt, welcher eine  
Quadraturmodulation der Inphase-Komponente und der  
Quadraturphase-Komponente des komplexen Eingangssignals  
vornimmt. Die Leistungsverstärkung erfolgt in einem dem  
Quadraturmodulator nachgeschalteten Leistungsverstärker. Zum  
20 Ausgleich der Nichtlinearität dieses Leistungsverstärkers  
ist eine Rückkopplungsschleife vorgesehen, die im  
allgemeinen als cartesian feedback bezeichnet wird. In  
dieser Rückkopplungsschleife befindet sich ein  
Quadraturdemodulator, der das rückgekoppelte Signal in eine  
25 rückgekoppelte Inphase-Komponente und eine rückgekoppelte  
Quadraturphase-Komponente zerlegt. Die rückgekoppelte  
Inphase-Komponente wird zusammen mit der Inphase-Komponente  
des Eingangssignals einem dem Quadraturmodulator  
vorgeschalteten ersten Differenzverstärker zugeführt.  
30 Entsprechend wird die rückgekoppelte Quadraturphase-  
Komponente zusammen mit der Quadraturphase-Komponente des  
Eingangssignals einem zweiten Differenzverstärkers  
zugeführt. Dadurch werden die Nichtlinearitäten des  
Leistungssverstärkers über das rückgekoppelte Signal  
35 ausgeglichen.

Bei einer nach dem cartesian-feedback-Verfahren arbeitenden  
Sendeeinrichtung ist es besonders wichtig, daß das  
rückgekoppelte Signal phasenrichtig eingekoppelt wird. Um

dies zu erreichen wird das Signal eines lokalen Oszillators, welches für die Quadraturmodulation und Quadraturdemodulation benötigt wird, dem Quadraturdemodulator unter einem gegenüber dem Quadraturmodulator verschobenen Phasenwinkel zugeführt. Die Phasenverschiebung erfolgt in einem Phasenschieber, dessen Phasenwinkel eingestellt werden muß. Zur Einstellung des Phasenwinkels wird in der EP 0 706 259 A1 ein Testbetrieb vorgeschlagen, bei welchem die Rückkopplungsschleife am Ausgang des Quadraturdemodulators unterbrochen wird. An den Eingang des Quadraturmodulators wird ein Testsignal angelegt und das Ausgangssignal des Quadraturdemodulators wird gemessen. Bei einem vorgegebenen Eingangssignal kann aus dem Realteil und dem Imaginärteil des Ausgangssignals des Quadraturdemodulators der einzustellende Phasenwinkel berechnet werden.

Nachteilig bei der in der EP 0 706 259 A1 vorgeschlagenen Vorgehensweise ist jedoch, daß die Rückkopplungsschleife zum Ermitteln des Phasenwinkels jedesmal geöffnet werden muß. Diese Verfahren mag geeignet sein, um den Phasenwinkel bei der Inbetriebnahme einmalig einzustellen. Bei der Anwendung einer nach dem Prinzip des cartesian feedback arbeitenden Sendeeinrichtung im Flugfunk, insbesondere beim nach dem VDL-Standard (VHL-digital-link) im TDMA-Simplex-Betrieb arbeitenden digitalen Flugfunk, besteht jedoch die Notwendigkeit, den Phasenwinkel bei jedem Sendeintervall (Sendeburst) zu überprüfen und ggf. nachzujustieren. Dies ist mit dem aus der EP 0 706 259 A1 hervorgehenden Verfahren aufgrund der zeitaufwendigen Auftrennung der Rückkopplungsschleife und des komplizierten Meßverfahrens nicht durchführbar.

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Einstellen eines Phasenwinkels eines Phasenschiebers einer Sendeeinrichtung mit einem Leistungsverstärker, welcher nach dem Prinzip des cartesian feedback linearisiert ist, anzugeben, welches bei jedem

Sendeintervall eine Korrektur bzw. Nachstellung des Phasenwinkels ermöglicht.

Die Aufgabe wird durch die kennzeichnenden Merkmale des  
 5 Anspruchs 1 in Verbindung mit den gattungsbildenden  
 Merkmalen gelöst.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß durch  
 Anlegen eines Eingangssignals mit einer vorgegebenen,  
 10 konstanten Inphase-Komponente und einer vorgegebenen,  
 konstanten Quadraturphase-Komponente sich einer Abweichung  
 des Phasenwinkels relativ einfach ermitteln läßt. Dabei kann  
 die Rückkopplungsschleife bestehend aus Quadraturmodulator,  
 Leistungsverstärker und Quadraturdemodulator und den  
 15 Differenzverstärkern geschlossen bleiben. Das Verfahren kann  
 bei jedem Sendintervall durchgeführt werden, da es nicht  
 zeitaufwendig ist und keine Auftrennung der  
 Rückkopplungsschleife erfordert.

20 Die Ansprüche 2 bis 9 betreffen vorteilhafte Weiterbildungen  
 des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Vorteilhaft kann das Anlegen eines Eingangssignals mit  
 vorgegebener Inphase-Komponente ( $I = \text{const.}$ ) und ohne  
 25 Quadraturphase-Komponente ( $Q = 0$ ) sowie das Messen der  
 Quadraturphase-Komponente am Ausgang des  
 Differenzverstärkers zu Beginn eines jeden Sendintervalls  
 erfolgen. Beim Umschalten vom Empfangsbetrieb zum  
 Sendebetrieb ist es zu Beginn des Sendintervalls ohnehin  
 30 vorteilhaft über beispielsweise drei Datensymbole hinweg ein  
 Referenzsignal mit einer reinen Inphase-Komponente ohne  
 Quadraturphase-Komponente anzulegen. Dieses Referenzsignal  
 kann für die erfindungsgemäße Phasenbestimmung ohne  
 zeitlichen Mehraufwand verwendet werden. Bei einem  
 35 Eingangssignal ohne Quadraturphase-Komponente ( $Q = 0$ ) tritt  
 idealerweise am Ausgang des Differenzverstärkers in der  
 Quadraturphase-Regelschleife keine Spannung auf. Wird an  
 diesem Meßpunkt dennoch eine Spannung gemessen, so deutet  
 dies auf einen Phasenfehler hin, welcher in dem nächsten

Sendeunterbrechungs-Intervall bzw. Empfangsintervall  
korrigiert werden kann.

Der Phasenkorrekturwert kann aus der gemessenen  
5 Quadraturphase-Komponente ggf. unter Berücksichtigung der  
zusätzlich gemessenen Inphase-Komponente durch eine Arcus-  
Tangens-Beziehung unmittelbar bestimmt werden. Die den  
Meßwerten zugeordnete Phasenkorrekturwerte können in einem  
10 Speicher tabelliert sein (look-up-Tabelle) und ohne weitere  
Berechnung unmittelbar abgelesen werden. Eine alternative  
Möglichkeit zur Bestimmung des optimalen  
Phasenkorrekturwertes besteht in einem Versuchs- und  
Irrtumsverfahren, bei welchem der Phasenwinkel versuchsweise  
während eines Empfangsintervalls geringfügig verändert wird  
15 und in dem nachfolgenden Sendeintervall durch Messen der  
Quadraturphase-Komponente mit dem vorstehend beschriebenen  
Referenzsignal ermittelt wird, ob der neu eingestellte  
Phasenwinkel ein besseres Resultat erbringt. Ist dies der  
Fall, so wird der Phasenwinkel im nachfolgenden  
20 Empfangsintervall in diese Richtung weiter verändert.  
Erbringt der neu eingestellten Phasenwinkel eine  
Verschlechterung, so wird im nachfolgenden Empfangsintervall  
der Phasenwinkel auf den vorher eingestellten Wert  
zurückgestellt. Durch diesen Feinabgleich können  
25 geringfügige Phasenfluktationen, welche sich beispielsweise  
durch eine Temperaturdrift ergeben, im laufenden Betrieb  
nachkorrigiert werden.

Vor der erstmaligen Inbetriebnahme der Sendeeinrichtung ist  
30 es vorteilhaft, eine Voreinstellung des Phasenwinkels so  
vorzunehmen, daß sich eine minimale Ausgangsleistung ergibt.  
Für diesen Fall ergibt sich die maximale Eigendämpfung des  
Systems im Gegensatz zum umgekehrten Fall der maximalen  
Ausgangsleistung, bei welcher sich die maximale Mitkopplung  
35 des Systems ergibt. Das Signal der Rückkopplungsschleife  
wird in diesem Fall gedämpft.

Ein vereinfachtes Ausführungsbeispiel der Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher beschrieben. In der Zeichnung zeigen:

- 5 Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer Sendeeinrichtung, welche sich für das erfindungsgemäße Verfahren eignet;
- 10 Fig. 2 ein Zeitdiagramm zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens;
- 15 Fig. 3 ein Flußdiagramm zur Erläuterung eines Ausführungsbeispiels des erfindungsgemäßen Verfahrens und
- Fig. 4 ein Diagramm zur Erläuterung der Messung des Phasenkorrekturwinkels.

20 Fig. 1 zeigt eine zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens geeignete Sendeeinrichtung 1 in einem prinzipiellen Blockschaltbild.

Ein digitaler Signalprozessor (DSP) 2 erzeugt ein komplexes Eingangssignal für einen Quadraturmodulator 3, der aus einem  
 25 Inphase-Mischer 4, einem Quadraturphase-Mischer 5 und einem Summierer 6 sowie einem Phasenschieber 7 besteht. Das komplexe Eingangssignal besteht aus einer Inphase-Komponente I und einer Quadraturphase-Komponente Q, wobei die Inphasen-Komponente I dem Inphase-Mischer 4 und die Quadraturphase-Komponente Q dem Quadraturphase-Mischer 5 zugeführt wird.  
 30 Dem Phasenschieber 7 wird das Ausgangssignal eines lokalen Oszillators 8 zugeführt, wobei der Phasenschieber 7 dieses Oszillatorsignal dem Inphase-Mischer 4 ohne Phasenverschiebung und dem Quadraturphase-Mischer 5 unter einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zuführt.  
 35

Dem Quadraturmodulator 3 ist ein Leistungsverstärker 9 nachgeschaltet, der das quadraturmodulierte Signal entsprechend der Sendeleistung der Sendeeinrichtung 1

leistungsverstärkt und über einen Zirkulator 10, einen Leistungsdetektor 11 und einen Sende-Empfangsumschalter 12 einer Antenne 13 zuführt. Im in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel dient der digitale Signalprozessor 2 gleichzeitig als Steuereinheit für die Sende-Empfangsumschaltung und steuert den Sende-Empfangsumschalter 12 so an, daß die Antenne 13 beim Sendebetrieb mit dem Leistungsverstärker 9 und beim Empfangsbetrieb mit einem als RX bezeichneten Empfänger verbunden ist. Um eine Rückkopplung eventuell reflektierter Sendeleistung in den Leistungsverstärker 9 zu vermeiden, dient der mit dem Abschlußwiderstand 14 verbundene Zirkulator 10.

In dem Signalpfad zwischen dem Leistungsverstärker 9 und der Antenne 13 befindet sich ein Auskoppler 15, der das Ausgangssignal des Leistungsverstärkers 9 in eine Rückkopplungsschleife 16 einkoppelt. In der Rückkopplungsschleife 16 befindet sich ein Umschalter 17, über welchen ein Eingang 18 eines Quadraturdemodulators 19 wahlweise mit dem Auskoppler 15 oder einem Abschlußwiderstand 20 verbindbar ist. Zwischen dem Auskoppler 15 und dem Umschalter 17 befindet sich ein logarithmischer Leistungsdetektor 39. Der Quadraturdemodulator 19 besteht aus einem Signalverteiler 21, der das Eingangssignal gleichmäßig auf einen Inphase-Mischer 22 und einen Quadraturphase-Mischer 23 verteilt. Ferner ist ein Phasenschieber 24 vorgesehen, dem das Ausgangssignal des lokalen Oszillators 8 über einen einstellbaren Phasenschieber 25 zugeführt wird. Der Phasenschieber 24 arbeitet wie der Phasenschieber 7 und führt dem Inphase-Mischer 22 ein nicht phasenverschobenes Oszillatorsignal und dem Quadraturphasen-Mischer 23 ein um  $90^\circ$  phasenverschobenes Oszillatorsignal zu, wobei das Oszillatorsignal vorher durch den Phasenverschieber 25 insgesamt um einen Phasenwinkel  $\phi$  phasenverschoben wurde.

Am Ausgang des Inphase-Mischers 22 liegt eine rückgekoppelte Inphase-Komponente  $I'$  und am Ausgang des Quadraturphase-Mischers 23 liegt eine rückgekoppelte Quadraturphase-

Komponente  $Q'$  vor. Die Inphase-Komponente  $I$  des Eingangssignals wird auf den (+)-Eingang eines ersten Differenzverstärkers 26 gegeben, während die rückgekoppelte Inphase-Komponente  $I'$  auf den (-)-Eingang der ersten  
 5 Differenzverstärkers 26 gegeben wird. In entsprechender Weise wird die Quadraturphase-Komponente  $Q$  des Eingangssignals dem (+)-Eingang eines zweiten Differenzverstärkers 27 zugeführt, während die rückgekoppelte Quadraturphase-Komponente  $Q'$  dem (-)-Eingang  
 10 des zweiten Differenzverstärkers 27 zugeführt wird. Durch diese, allgemein als cartesian feedback bezeichnete Rückkopplungs-Anordnung wird erreicht, daß Linearisierungsfehler des Leistungsverstärkers 9 durch den in der Rückkopplungsschleife 16 angeordneten  
 15 Quadraturdemodulators 19 und die Differenzverstärker 26 und 27 kompensiert werden. Dabei ist jedoch zu beachten, daß das rückgekoppelte Signal  $I', Q'$  den Differenzverstärkern 26 und 27 mit einer Phasenverschiebung von  $0^\circ$  gegenüber dem Eingangssignal  $I, Q$  zugeführt wird. Die richtige Phasenlage  
 20 wird durch den verstellbaren Phasenverschieber 25 eingestellt, dessen Phasenwinkel  $\phi$  durch den digitalen Signalprozessor über ein Steuersignal mit dem erfindungsgemäßen Verfahren veränderbar ist.

25 Da sowohl der Quadraturmodulator 3 als auch der Quadraturdemodulator 19 einen Gleichspannungsversatz (DC-offset) aufweisen, ist dieser Gleichspannungsversatz entsprechend zu kompensieren. Dazu dient ein dritter Differenzverstärker 28, der zwischen dem Inphase-Mischer 22  
 30 des Quadraturdemodulators 19 und dem ersten Verstärker 26 angeordnet ist. Ein vierter Differenzverstärker 29 ist zwischen dem Quadraturphase-Mischer 23 des Quadraturdemodulators 19 und dem zweiten Differenzverstärker 27 angeordnet. Während dem (+)-Eingang des dritten  
 35 Differenzverstärkers 28 die rückgekoppelte Inphase-Komponente  $I'$  zugeführt wird, wird dem (-)-Eingang des dritten Differenzverstärkers 28 eine erste Abgleichspannung  $V_{I1}$  zugeführt, so daß am Ausgang des dritten Differenzverstärkers 28 der Gleichspannungsversatz in der



I'-Komponente des Quadraturdemodulators 19 kompensiert ist. In entsprechender Weise wird dem vierten Differenzverstärker 29 an dessen (+)-Eingang die rückgekoppelte Quadraturphase-Komponente Q' zugeführt, während dessen (-)-Eingang eine vierte Abgleichspannung  $V_{Q1}$  zugeführt wird.

Um den Gleichspannungsversatz des Quadraturmodulators 3 zu kompensieren, dient ein fünfter Differenzverstärker 30, dessen (+)-Eingang der Ausgang des ersten Differenzverstärkers 26 zugeführt wird, während dessen (-)-Eingang eine dritte Abgleichspannung  $V_{I2}$  zugeführt wird. Ferner ist ein sechster Differenzverstärker 31 vorgesehen, dessen Ausgang mit dem Quadraturphase-Mischer 5 des Quadraturmodulators 3 verbunden ist, und dessen (+)-Eingang der Ausgang des zweiten Differenzverstärkers 27 zugeführt ist. Dem (-)-Eingang des sechsten Differenzverstärkers 31 ist eine vierte Abgleichspannung  $V_{Q2}$  zugeführt. Die Abgleichspannungen  $V_{I1}$ ,  $V_{Q1}$ ,  $V_{I2}$  und  $V_{Q2}$  sind in Fig. 1 als steuerbare Spannungsquellen zur besseren Veranschaulichung eingezeichnet, jedoch werden diese Abgleichspannungen zweckmäßigerweise intern in dem digitalen Signalprozessor 2 erzeugt.

Bei der schnellen Umschaltung zwischen Sendebetrieb und Empfangsbetrieb besteht bei Verwendung einer Rückkopplungsschleife 16 nach dem cartesian feedback Prinzip das Problem, daß der Hochfrequenz-Signalfad der Schleife bestehend aus dem Quadraturmodulator 3, dem Leistungsverstärker 9, dem Quadraturdemodulator 19 und den Differenzverstärkern 26 und 27 beim Umschalten vom Sendebetrieb zum Empfangsbetrieb unterbrochen werden muß, da der Leistungsverstärker 9 und der lokale Oszillator 8 abgeschaltet werden müssen. Bei dem Wiedereinschalten des Leistungsverstärkers 9 und des lokalen Oszillators 8 und dem Wiederherstellen des Hochfrequenz-Signalfades über die Rückkopplungsschleife 16 kommt es zu einem Schaltstoß, da die Spannungen des Regelsystems, also die Ausgangsspannungen der beiden Differenzverstärker 26, 27, bei geöffnetem Hochfrequenz-Signalfad an den positiven oder negativen

Regelanschlag laufen. Dies führt zu einem unzulässigen Leistungssprung auf die maximal mögliche Sendeleistung des Leistungsverstärkers 9. Deshalb sind in Fig. 1 neben dem Hochfrequenz-Signalfad vom Ausgang der Differenzverstärker 26 und 27 über den Quadraturmodulator 3, den Leistungsverstärker 9 und den Quadraturdemodulator 19 zum (-)-Eingang der Differenzverstärker 26 und 27 zwei direkte Gleichstrom-Signalfade 32 und 33 vorzusehen, die den Ausgang des jeweils zugeordneten Differenzverstärkers 26 bzw. 27 mit dem (-)-Eingang des jeweiligen Differenzverstärkers 26 bzw. 27 direkt verbinden. Die direkten Gleichstrom-Signalfade 32 und 33 bestehen im dargestellten Ausführungsbeispiel jeweils aus einem steuerbaren Schalter 34 bzw. 35, die beispielsweise als Feldeffekt-Transistoren ausgebildet sein können, und einem in Serie geschalteten Widerstand 36 bzw. 37. Während des Empfangsbetriebs kann am Ein- und Ausgang des Differenzverstärkers 26 und 27 ein konstantes OV-Potential aufrechterhalten werden, so daß das Umschalten in den Sendebetrieb stoßfrei erfolgt. Die Funktion der parallel zu den Widerständen 36 und 37 angeordneten und über eine gesonderte Schalterstellung mit den Schaltern 34 und 35 verbindbaren niederohmigen Widerstände 51 und 52 wird später erläutert.

Fig. 2 zeigt in einem Zeitdiagramm den Ablauf des Umschaltens von dem Empfangsbetrieb in den Sendebetrieb. In dem obersten Teildiagramm ist die Ausgangsleistung TX als Funktion der Zeit logarithmisch dargestellt. In Fig. 2 ist ferner das Signal des spätestmöglichen Empfangs-Intervalls dargestellt und mit RX bezeichnet. In dem darunterliegenden Teildiagramm ist das Eingangssignal I/Q als Funktion der Zeit dargestellt. Darunter befindet sich das Signal "S/E" zur Betätigung des Sende-Empfangsumschalters 12 und das Signal "DC-Loop" zur Betätigung der Schalter 34 und 35 jeweils als Funktion der Zeit  $t$ . Das Signal "BIAS" bezeichnet die Versorgungsspannung für den Leistungsverstärker 9, während das Signal "LO-Pegel" den Pegel des lokalen Oszillators 8 bezeichnet.

Wie aus Fig. 2 erkennbar, wird bei der Umschaltung vom Empfangsbetrieb in den Sendebetrieb wie folgt vorgegangen:

- 5    Zunächst wird der Pegel des lokalen Oszillators 8 erhöht. Dann wird die Versorgungsspannung (BIAS) für den Leistungsverstärker 9 zugeschaltet und anschließend der Schalter 17 betätigt, so daß der Eingang des Quadraturdemodulators 19 auf den Auskoppler 15 umgeschaltet
- 10   wird. Nachdem somit die Hochfrequenz-Rückkopplungsschleife geschlossen ist, werden die Schalter 34 und 35 durch das Signal "DC-Loop" geöffnet und somit die Gleichstrom-Pfade 32 und 33 unterbrochen. Schließlich wird durch das Signal "S/E" der Sende-Empfangsumschalter 12 in den Sendebetrieb
- 15   umgeschaltet. Nachfolgend kann das Eingangssignal I/Q über die (+)Eingänge der Differenzverstärker 26 und 27 dem Quadraturmodulator 3 zugeführt werden und somit die Ausgangsleistung TX sukzessive erhöht werden (Ramping).
  
- 20   Im Zeitintervall zwischen den Zeitpunkten  $t_1$  und  $t_2$  steht ein nahezu konstantes Ausgangssignal zur Verfügung. Im Ausführungsbeispiel wird als Referenzsignal zwischen den zeitpunkten  $t_1$  und  $t_2$  ein Eingangssignal I/Q verwendet, das aus einer konstanten Inphase-Komponente ( $I = \text{const.}$ ) ohne
- 25   Quadraturphase-Komponente ( $Q = 0$ ) besteht. Dieses Signal wird zu Beginn eines jeden Sendeintervalls vor der Übertragung der eigentlichen Daten als Referenzsignal für eine Zeitdauer von vorzugsweise drei Datensymbolen im Zeitintervall zwischen  $t_1$  und  $t_2$  angelegt. Gleichzeitig wird
- 30   zumindest die Quadraturphase-Komponente  $V_{QM}$  an dem Meßpunkt 53 in Fig. 1 gemessen. Vorzugsweise wird auch die Inphase-Komponente  $V_{IM}$  an dem Meßpunkt 61 gemessen. Da eine reine Inphase-Komponente ohne Quadraturphase-Komponente als Eingangssignal verwendet wird, ist das Meßsignal  $V_{QM}$  an dem
- 35   Meßpunkt 53 im Idealfall, d. h. bei richtig gewähltem Phasenwinkel  $\varphi$  für den Phasenschieber 25 Null. Tritt eine abweichende Meßspannung auf, so deutet dies auf einen Phasenfehler hin, welcher zu korrigieren ist.

Anhand von Fig. 3 wird das erfindungsgemäße Verfahren zum Einstellen des Phasenwinkels  $\phi$  erläutert. Das Verfahren gliedert sich in eine bei der Inbetriebnahme der Sendeeinrichtung 1 einmalig vorzunehmende Voreinstellung des Phasenwinkels  $\phi$  (Verfahrensschritte 40), eine Nachstellung des Phasenwinkels  $\phi$  bei jedem Sende-Intervall (Sende-Burst) (Verfahrensschritte 41) und eine optionale Feinnachstellung des Phasenwinkels  $\phi$  bei jedem Sende-Intervall (Verfahrensschritte 42).

10

Bei der Inbetriebnahme der Sendeeinrichtung 1 wird der Phasenwinkel  $\phi$  des Phasenschiebers 25 bei dem in Fig. 3 dargestellten Ausführungsbeispiels so voreingestellt, daß mit dem logarithmischen Leistungsdetektor 39 oder mit dem Leistungsdetektor 11 die Leistung  $P$  in Abhängigkeit von dem Phasenwinkel  $\phi$  gemessen wird. Der Phasenwinkel  $\phi$  wird dabei kontinuierlich im Bereich von  $0^\circ$  bis  $360^\circ$  variiert. Schließlich wird derjenige Phasenwinkel  $\phi$  eingestellt, bei welchem die Messung die minimale Leistung  $P_{\min}$  ergeben hat.

Dieses Meßprinzip beruht darauf, daß für den Phasenwinkel  $\phi$ , für welchen sich die minimale Ausgangsleistung  $P_{\min}$  ergibt, davon auszugehen ist, daß die Rückkopplungsschleife 16 optimal gegengekoppelt ist. Der so voreingestellte Phasenwinkel  $\phi$  bietet in der Regel einen guten Ausgangspunkt für das nachfolgend zu beschreibende Einstellverfahren, das bei jedem Sendeintervall vorgenommen wird. Während dieser Messung der Ausgangsleistung wird das Signal der Rückkopplungsschleife 16 gedämpft, um bei einer groben Fehleinstellung des Phasenwinkels  $\phi$  eine zu große Mitkopplung mit der Gefahr der Zerstörung des Leistungsverstärkers 9 zu vermeiden. Im Ausführungsbeispiel wird diese Dämpfung dadurch erzielt, daß die Schalter 35 und 35 auf die niederohmigen Widerstände 51 und 52 umgeschaltet werden, um eine starke Gegenkopplung der Differenzverstärker 26 und 27 zu erzielen. Alternativ könnten z. B. auch Serienwiderstände in der Rückkopplungsschleife 16 zugeschaltet werden.

Bei dem erfindungsgemäßen Einstellverfahren wird wie beschrieben zu Beginn eines jeden Sende-Intervalls bzw. Sende-Burst für eine Zeitdauer von vorzugsweise drei Datensymbolen ein Referenzsignal mit einer reinen Inphase-Komponente ( $I = \text{const.}$ ) ohne Quadraturphase-Komponente ( $Q = 0$ ) angelegt und zumindest die Quadraturphase-Komponente (Meßsignal  $V_{QM}$ ) am Ausgang des zweiten Differenzverstärkers 27 am Meßpunkt 53 gemessen. Da die Inphase-Komponente  $I$  konstant ist, genügt es, die gemessenen Quadraturphase-Komponente  $V_{QM}$  mit der Eingangs-Inphase-Komponente  $I$  in Relation zu setzen und als Argument für die Arcus-Tangens-Funktion zu verwenden, um den Phasenkorrekturwert  $\Delta\phi$  zu erhalten. Die Meßgenauigkeit kann erhöht werden, indem die gemessene Quadraturphase-Komponente  $V_{QM}$  nicht mit der vorgegebenen Inphase-Komponente  $I$  am Eingang des ersten Differenzverstärkers 26, sondern mit der am Ausgang des ersten Differenzverstärkers 26 gemessenen Inphase-Komponente  $V_{IM}$  in Relation gesetzt wird. Der korrigierte Phasenwinkel  $\phi'$  ergibt sich dann durch Addition des Phasenkorrekturwinkels  $\Delta\phi$  zu dem bisher eingestellten Phasenwinkel  $\phi$ . Der Phasenkorrekturwert  $\Delta\phi$  kann in einer gespeicherten Tabelle in Abhängigkeit von dem gemessenen Signal  $V_{QM}$  bzw.  $V_{QM}$  und  $V_{IM}$  abgelesen werden.

Bei der in Fig. 3 beschriebenen Variante des Einstellverfahrens erfolgt das Nachstellen des Phasenwinkels  $\phi$  mittels der Arcus-Tangens-Funktion nur so lange, als der erhaltene Phasenkorrekturwert  $\Delta\phi$  größer als eine vorgegebene Konstante  $c$  ist. Wird der Phasenkorrekturwert  $\Delta\phi$  kleiner als der Grenzwert  $c$ , so wird in ein iteratives Feineinstellverfahren 42 übergegangen. Dieses Feineinstellverfahren 42 beruht auf einem Versuchs- und Irrtum-Prinzip. Vor jedem Sende-Burst wird der aktuell eingestellte Phasenwinkel  $\phi$  versuchsweise um eine schrittweite  $\Delta\phi_{\text{step}}$  verändert und dann zu Beginn des Sende-Bursts die Meßspannung  $V_{QM}$  am Meßpunkt 53 gemessen, während am Eingang eine reine Inphase-Komponente  $I$  ohne Quadraturphase-Komponente anliegt. Bei richtig eingestelltem Phasenwinkel  $\phi$  ist die Meßspannung  $V_{QM}$  idealerweise 0.

Verringert sich der Betrag  $|V_{QM}|$  der Meßspannung  $V_{QM}$  durch die Variation des eingestellten Phasenwinkels  $\varphi$ , ist dieser neue eingestellte Phasenwinkel  $\varphi'$  besser als der bisher eingestellte Phasenwinkel  $\varphi$ . Ggf. wird der Phasenwinkel  $\varphi$  für den nächsten Sende-Burst nochmals in dieser Richtung verändert, um auszuprobieren, ob der Betrag der Meßspannung  $V_{QM}$  dabei noch weiter abnimmt. Ggf. kann die Schrittweite in Abhängigkeit von dem Betrag der Meßspannung  $V_{QM}$  variiert werden. Wird der Betrag der Meßspannung  $V_{QM}$  jedoch größer, so wird auf den bisher eingestellten Phasenwinkel  $\varphi$  zurückgestellt.

Dieses Verfahren wird dann in die entgegengesetzte Richtung mit umgekehrtem Vorzeichen von  $\Delta\varphi_{\text{step}}$  wiederholt werden. Ergibt auch die Feinverstellung in die entgegengesetzte Richtung keine Verbesserung, so ist der bisher eingestellte Phasenwinkel  $\varphi$  als optimaler Wert und wird für eine vorbestimmte Zeitdauer belassen. Nach einer Zeitdauer, nach welcher sich z. B. aufgrund einer thermischen Drift eine Verstellung des Phasenwinkels  $\varphi$  ergeben haben kann, wird das vorstehend beschriebene Verfahren wiederholt.

Fig. 4 zeigt das vorgegebene, konstante Eingangssignal ( $I$ ,  $Q$ ), bestehend aus der Inphase-Komponente  $I$  und der Quadraturphase-Komponente  $Q$ , und das am Ausgang der Differenzverstärker 26 und 27 gemessene Meßsignal ( $V_{IM}$ ,  $V_{QM}$ ), bestehend aus der gemessenen Inphase-Komponente  $V_{IM}$  und der gemessenen Quadraturphase-Komponente  $V_{QM}$ .

Dabei ergibt sich der vorgegebene Soll-Phasenwinkel  $\varphi_{\text{soll}}$  durch die Beziehung

$$\varphi_{\text{soll}} = \arctan \frac{Q}{I}.$$

Der gemessene Ist-Phasenwinkel  $\varphi_{\text{ist}}$  ergibt sich durch die Beziehung

$$\varphi_{\text{ist}} = \arctan \frac{V_{QM}}{V_{IM}}.$$

Der Phasenkorrekturwert  $\Delta\varphi$  ergibt sich aus der Beziehung

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi_{\text{ist}} - \varphi_{\text{soll}} = \\ &= \arctan \frac{V_{QM}}{V_{IM}} - \arctan \frac{Q}{I}. \end{aligned}$$

Bei dem anhand von Fig. 3 beschriebenen Ausführungsbeispiel wurde ein Eingangssignal mit einer reinen Inphase-Komponente verwendet, wobei die Eingangs-Quadraturphase-Komponente  $Q$  Null ist, so daß  $\varphi_{\text{soll}} = 0$  ist. Wie die vorstehende Beziehung zeigt, können jedoch auch andere Eingangssignale mit anderen Soll-Phasenwinkeln verwendet werden, wobei die Verwendung des Soll-Phasenwinkels  $\varphi_{\text{soll}} = 0$  wegen der sich ergebenden Vereinfachung des Meßverfahrens bevorzugt ist.

Die Erfindung ist nicht auf das dargestellte Ausführungsbeispiel beschränkt. Insbesondere können auch andere als in Fig. 3 dargestellte Algorithmen zum Einsatz kommen. Die in Fig. 3 dargestellte Voreinstellung des Phasenwinkels  $\varphi$  kann auch in anderer Weise vorgenommen werden. Statt eines Eingangssignals mit einer reinen Inphase-Komponente kann jedes beliebige Eingangssignal mit konstantem Phasenwinkel  $\varphi$  verwendet werden.

## Patentansprüche

1. Verfahren zum Einstellen eines Phasenwinkels ( $\phi$ ) eines Phasenschiebers (25) einer Sendeeinrichtung (1),  
5 wobei die Sendeeinrichtung (1)  
einen Quadraturmodulator (3) zur Quadraturmodulation einer Inphase-Komponente (I) und einer Quadraturphase-Komponente (Q) eines komplexen Eingangssignals (I,Q),  
einen dem Quadraturmodulator (3) nachgeschalteten  
10 Leistungsverstärker (9),  
einen Quadraturdemodulator (19) zur Quadraturdemodulation des Ausgangssignals des Leistungsverstärkers (9) in eine rückgekoppelte Inphase-Komponente ( $I'$ ) und eine rückgekoppelte Quadraturphase-Komponente ( $Q'$ ),  
15 einen dem Quadraturmodulator (3) vorgeschalteten ersten Differenzverstärker (26), dessen ersten Eingang die Inphase-Komponente (I) des Eingangssignals und dessen zweiten Eingang die rückgekoppelte Inphase-Komponente ( $I'$ ) zugeführt wird,  
20 einen dem Quadraturmodulator (3) vorgeschalteten zweiten Differenzverstärker (27), dessen ersten Eingang die Quadraturphase-Komponente (Q) des Eingangssignals und dessen zweiten Eingang die rückgekoppelte Quadraturphase-Komponente ( $Q'$ ) zugeführt wird, und  
25 einen Phasenschieber (25), der dem Quadraturdemodulator (19) ein Oszillatorsignal zuführt, das gegenüber einem Oszillatorsignal, das dem Quadraturmodulator (3) zugeführt wird, um den einzustellenden Phasenwinkel ( $\phi$ ) verschoben ist,  
30 aufweist,  
gekennzeichnet durch  
folgende Verfahrensschritte:  
- Anlegen eines Eingangssignals mit einer vorgegebenen, konstanten Inphase-Komponente (I) und eine vorgegebenen,  
35 konstanten Quadraturphase-Komponente (Q) bei jedem Sende-Intervall bei geschlossener Rückkopplungsschleife (16) bestehend aus Quadraturmodulator (3), Leistungsverstärker (9), Quadraturdemodulator (19) und erstem und zweitem Differenzverstärkern (26, 27),



- Messen der Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ ) und/oder der Inphase-Komponente ( $I_{QM}$ ) an einem Meßpunkt (53; 61) hinter dem Ausgang der Differenzverstärker (26, 27),
- Ermitteln einer Phasenkorrekturwertes ( $\Delta\phi$ ) auf der Basis der gemessenen Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ ) und/oder der gemessenen Inphase-Komponente ( $V_{IQ}$ ) und
- Korrigieren des aktuell eingestellten Phasenwinkels ( $\phi$ ) des Phasenschiebers (25) durch Addieren oder Subtrahieren des ermittelten Phasenkorrekturwertes ( $\Delta\phi$ ) in einem Sendeunterbrechungs-Intervall.

2. Verfahren nach Anspruch 1,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß das Anlegen eines Eingangssignals mit einer vorgegebenen Inphase-Komponente ( $I$ ) ohne eine Quadraturphase-Komponente ( $Q=0$ ) und das Messen der Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ ) an dem Meßpunkt (53) hinter dem Ausgang des zweiten Differenzverstärkers (27) zu Beginn eines jeden Sendeintervalls erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 2,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß zusätzlich die Inphase-Komponente ( $V_{IM}$ ) an dem Meßpunkt (61) hinter dem Ausgang des ersten Differenzverstärkers (26) gemessen wird.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die Ermittlung des Phasenkorrekturwertes ( $\Delta\phi$ ) gemäß folgender Berechnung erfolgt:

$$\Delta\phi = \arctan \frac{V_{QM}}{V_{IM}} - \arctan \frac{Q}{I}$$

wobei  $V_{QM}$  die gemessene Quadraturphase-Komponente,  
 $V_{IM}$  die gemessene Inphase-Komponente,  
 $Q$  die vorgegebene Quadraturphase-Komponente und  
 $I$  die vorgegebene Inphase-Komponente ist.

5. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die Ermittlung des Phasenkorrekturwertes ( $\Delta\phi$ ) in der  
Weise erfolgt, daß
- 5 der Phasenwinkel ( $\phi$ ) in eine erste Richtung um eine  
Schrittweite verändert wird, wenn die gemessene  
Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ ) positiv ist, und  
der Phasenwinkel ( $\phi$ ) in die entgegengesetzte Richtung um  
eine Schrittweite verändert wird, wenn die gemessene
- 10 Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ ) negativ ist.
6. Verfahren nach Anspruch 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die Schrittweite vom dem Betrag der gemessenen
- 15 Quadratur-Komponente ( $V_{QM}$ ) abhängt.
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß der Phasenwinkel ( $\phi$ ) nicht verändert wird, wenn der
- 20 Betrag der gemessenen Quadraturphase-Komponente ( $V_{QM}$ )  
kleiner als ein vorgegebener Grenzwert ( $c$ ) ist.
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß vor oder bei der Inbetriebnahme der Sendeeinrichtung
- 25 eine Voreinstellung des Phasenwinkels ( $\phi$ ) des  
Phasenschiebers (25) in der Weise erfolgt, daß an einem dem  
Leistungsverstärker (9) nachgeschalteten Leistungsdetektor  
(10; 39) die Ausgangsleistung ( $P$ ) gemessen wird und der
- 30 Phasenwinkel ( $\phi$ ) so voreingestellt wird, daß sich ein  
Minimum ( $P_{min}$ ) der Ausgangsleistung ( $P$ ) ergibt.
9. Verfahren nach Anspruch 8,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß das Signal der Rückkopplungsschleife (16) während der
- 35 Messung der Ausgangsleistung ( $P$ ) gedämpft wird.

## Zusammenfassung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Einstellen eines Phasenwinkels ( $\varphi$ ) eines Phasenschiebers (25) einer Sendeeinrichtung, die einen Quadraturmodulator (3), einen Leistungsverstärker (9), einen Quadraturdemodulator (19) und Differenzverstärker (26, 27) umfaßt. Der Leistungsverstärker (9) ist nach der Methode des cartesian feedback über die Rückkopplungsschleife (16) linearisiert. Der Phasenschieber (25) führt dem Quadraturdemodulator (19) ein Oszillatorsignal zu, das gegenüber dem Oszillatorsignal, das den Quadraturdemodulator (3) zugeführt wird, um den einzustellenden Phasenwinkel ( $\varphi$ ) verschoben ist. Erfindungsgemäß wird bei jedem Sende-Burst ein Eingangssignal mit einer konstanten Inphase-Komponente (I) und einer konstanten Quadraturphase-Komponente (Q) angelegt und die Quadratur-Komponente ( $V_{QM}$ ) und/oder die Inphase-Komponente ( $V_{IM}$ ) an einem Meßpunkt (53, 61) hinter dem Ausgang der Differenzverstärker (26, 27) gemessen.

20

(Fig. 1)

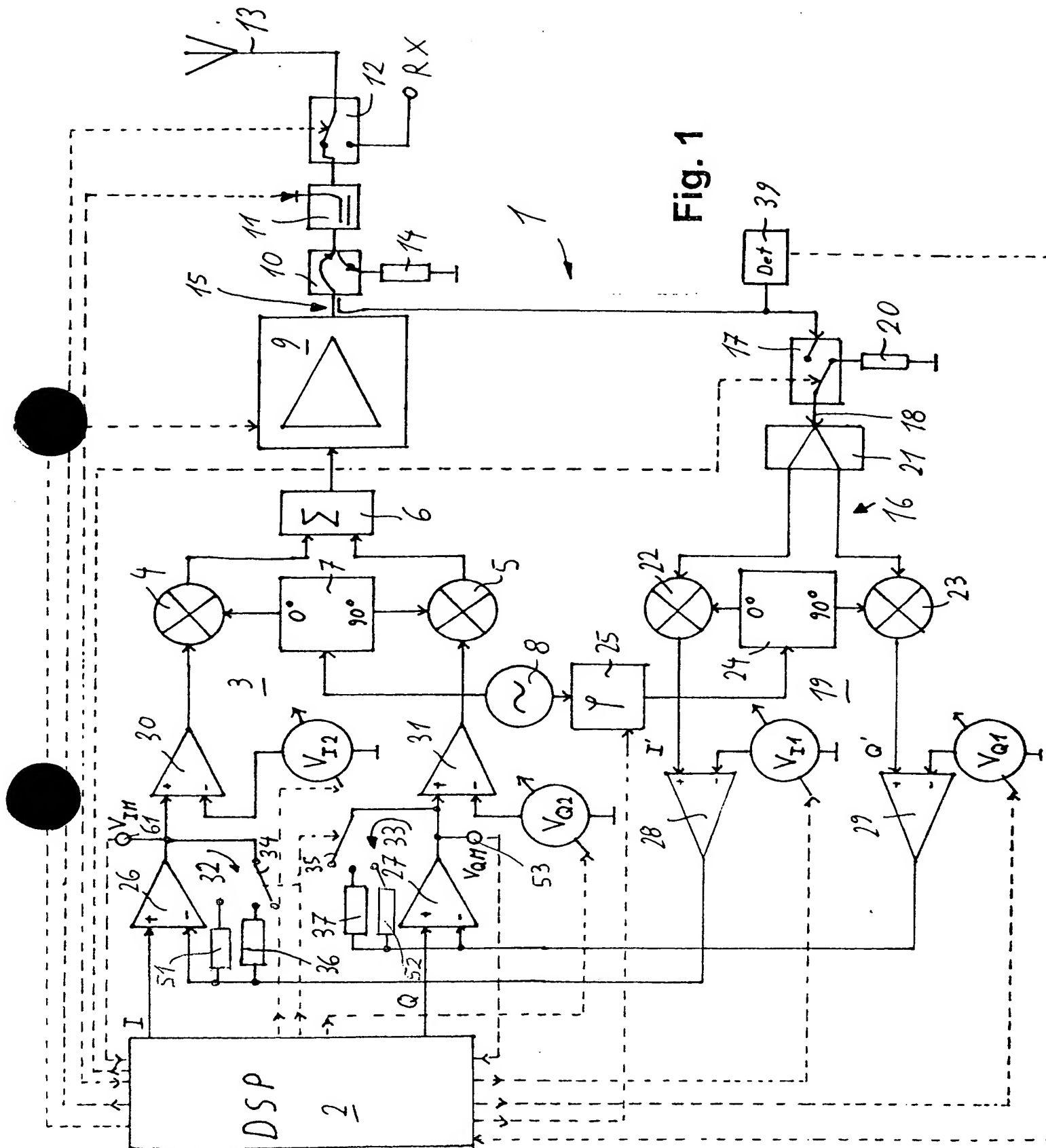
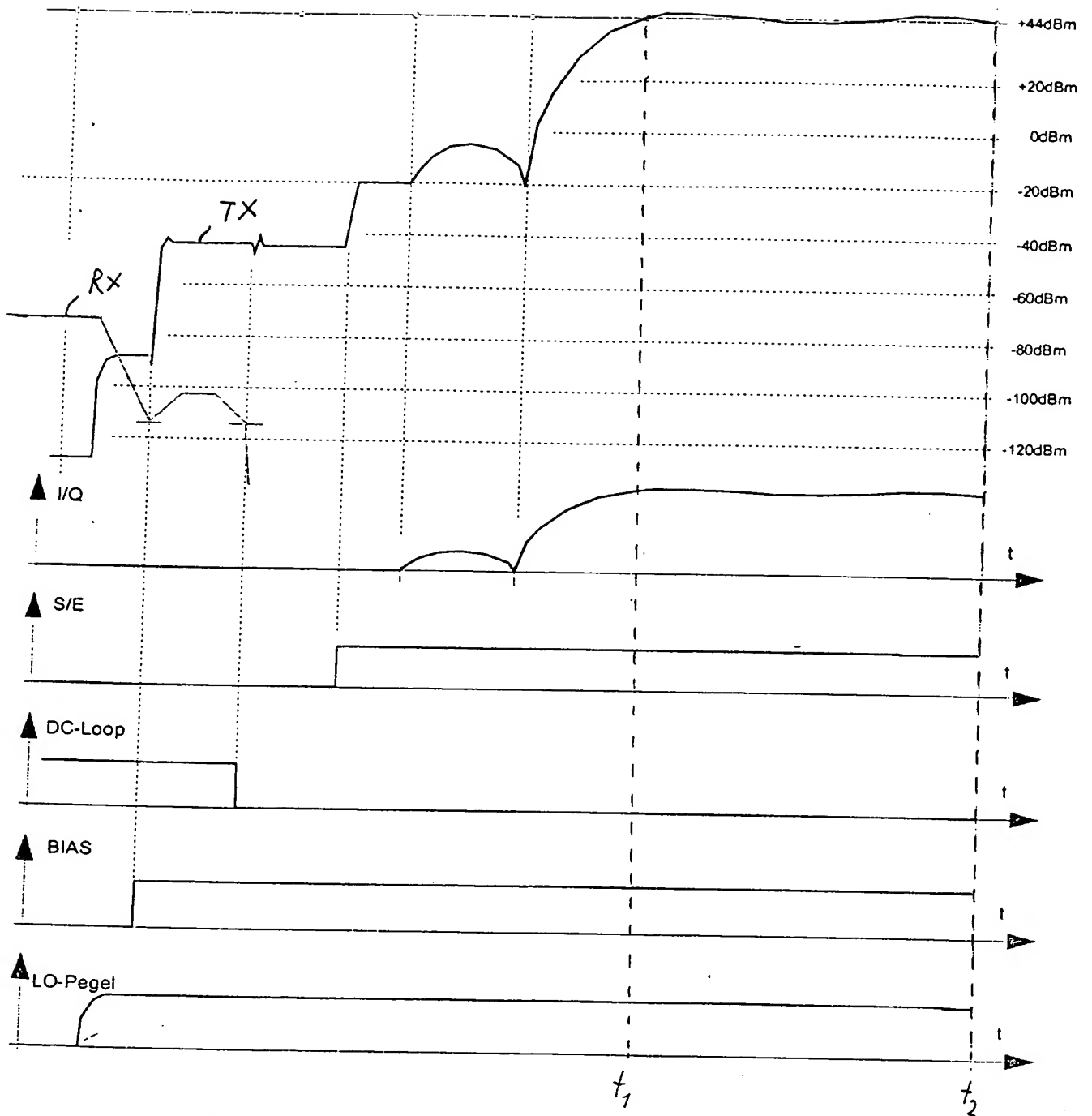


Fig. 1

**Fig. 2**

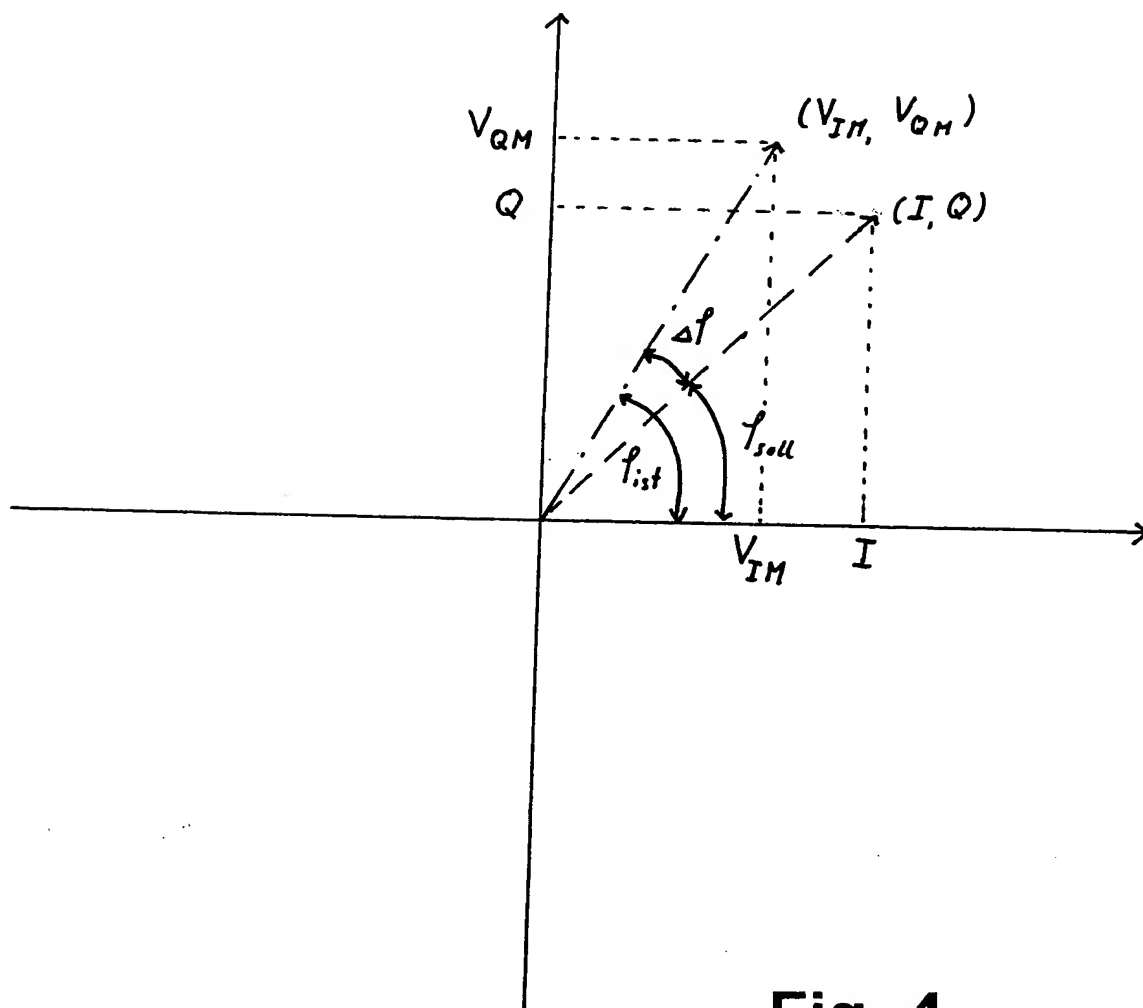


Fig. 4